

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 07-302688

(43)Date of publication of application : 14.11.1995

(51)Int.Cl.

H05B 41/29

G03B 21/14

H02M 7/48

(21)Application number : 06-120508

(71)Applicant : MINEBEA CO LTD

(22)Date of filing : 10.05.1994

(72)Inventor : TAKEHARA TAKAO

(54) HIGH INTENSITY DISCHARGE LAMP LIGHTING DEVICE

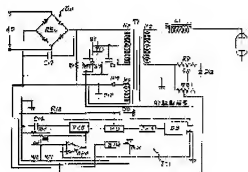
(57)Abstract:

PURPOSE: To simplify circuit constitution, and improve economy by detecting a lamp current, and controlling a power switch element of a voltage resonance type inverter through a voltage resonance type switching power control circuit.

CONSTITUTION: A lamp current of a metal halide lamp L is detected as a voltage through a resistance current detecting resistor RD, a diode D12, a capacitor C11, etc., to be supplied to an operational amplifier OPA of a resonance type switching power control circuit IC1.

On/off frequency of a power switch element FETQ1 of a voltage resonance type inverter is controlled through a VCO, a pulse frequency modulator PFM, etc., to set the frequency lower as the lamp current is lower, a primary

current at a boosting transformer T1 is increased compared with that at the time of stationary action where a discharge current is sent through the lamp L, and the lamp L1 starts glow discharge. By this constitution without requiring a DC-DC converter, a high brightness discharge lamp lighting device of simple circuit constitution and improved economy can be provided.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 07.05.2001
[Date of sending the examiner's decision of rejection] 09.09.2005
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]
[Date of final disposal for application]
[Patent number]
[Date of registration]
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]
[Date of extinction of right]

* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] In the high-intensity-discharge LGT lighting device possessing the voltage resonance mold inverter equipment which has a metal halide lamp for a load The power supply section which supplies DC power supply to this inverter, and the power switching device which carries out the intermission of the DC power supply supplied to this inverter, and makes high-frequency voltage impress to a metal halide lamp, The high-intensity-discharge LGT lighting device characterized by providing a detection means to detect the lamp current of this metal halide lamp, and an oscillation frequency control means of an inverter to, set up intermittent spacing of said power switching device the more for a long time the more the current which said detection means detected is small.

[Claim 2] The above-mentioned power supply section is a high-intensity-discharge LGT lighting device according to claim 1 characterized by being the rectifier circuit which carries out pressure-up rectification of the input AC power supply.

[Claim 3] The above-mentioned power supply section is a high-intensity-discharge LGT lighting device according to claim 1 characterized by being a direct-current dc-battery.

[Claim 4] The above-mentioned power switching device is a high-intensity-discharge LGT lighting device according to claim 1 characterized by consisting of one semi-conductor functional device.

[Claim 5] A detection means to detect the lamp current of the above-mentioned metal halide lamp is a high-intensity-discharge LGT lighting device according to claim 1 characterized by being a detection means to take up the flowing current with a transformer.

[Claim 6] A detection means to detect the lamp current of the above-mentioned metal halide lamp is a high-intensity-discharge LGT lighting device according to claim 1 characterized by being a detection means to take up the flowing current by the resistor.

[Claim 7] The high-intensity-discharge LGT lighting device according to claim 1 characterized by preparing the time constant circuit which anneals the lamp current signal which a detection means to detect the lamp current of this metal halide lamp to a power up detects between the detection means and the oscillation frequency control means of an inverter of detecting the lamp current of this metal halide lamp.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Industrial Application] This invention relates to the high-intensity-discharge LGT lighting device which makes the metal halide lamp of the short arc type especially used for a liquid crystal video projector, an over head projector, general lighting, etc. turn on about the high-intensity-discharge LGT lighting device which makes the electric-discharge lamp of high brightness turn on.

[0002]

[Description of the Prior Art] In a liquid crystal projector, since it is necessary to collect the light from the light source efficiently, and to irradiate to a liquid crystal panel as a high quality parallel light, the so-called short arc type of metal halide lamp is used on the need of making the dimension of an arc tube as small as possible. Since inter-electrode distance is short and a short arc type metal halide lamp cannot take starting auxiliary means, such as an internal interpole, in case it makes a lamp put into operation and restart, it needs a high-pressure starting pulse compared with the usual metal halide lamp (Following HID is called).

[0003] Drawing 7 shows the circuit diagram of the switching power supply mold currently used as an object for HID lamps. In drawing 7, the commercial alternating current power source AC is impressed to the direct-current and pressure-lowering chopper circuit CHC whose output of the pressure-up-ize and contains a transformer 1, diode D5, and a capacitor C3 in the voltage doubler rectifier circuit DRC containing diodes D1-D4 and capacitors C1 and C2. The inverter INV of a full bridge method is connected to the pressure-lowering chopper circuit CHC as the load. In addition, TR1-TR4 are switching transistors which constitute Inverter INV. Series connection of Inverter 1, the secondary coil of a transformer 2, and the HID lamp L is carried out.

[0004] If a power source is impressed to the whole circuit shown in drawing 7 in order to make this HID lamp L turn on, the timer circuit TM will operate and a 100Hz starting pulse trigger signal will be outputted to starting pulse generating circuit PG. Starting pulse generating circuit PG outputs a starting pulse for about 5 seconds, and the pressure up of this starting pulse is carried out to three to 5 kV by the transformer 2. Furthermore, the timer circuit TM outputs an inverter actuation start signal to an oscillator circuit OSC, an oscillator circuit OSC operates by this, and this output operates the drive circuit DCC and operates Inverter INV after all.

[0005] If Inverter INV operates, HID lamp L shifts to arc discharge from glow discharge, and will be in a lighting condition. In order to carry out constant current control of the current which flows HID lamp L. The lamp current detection resistance R1 detects, the current, i.e., the lamp current, of Inverter INV. So that this may be stopped, if this tends to be inputted into a control circuit CONT and a lamp current tends to increase from this control circuit CONT to a primary the transformer 1 which is the control-input edge of the pressure-lowering chopper circuit CHC side. Moreover, when a lamp current tends to decrease, a signal to which this is made to increase is added, and it is carried out by carrying out constant current control of the inverter INV. That is, if a lamp current increases by a certain cause, the electrical potential difference of the both ends of lamp current detection resistance will increase.

Therefore, the output voltage of a chopper declines and constant current actuation is maintained by PWM actuation of a chopper circuit.

[0006]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] It is known that there is a limitation in the power conversion effectiveness of the high-intensity-discharge LGT lighting device containing the above conventional inverter equipments. Because, the overall efficiency η of a high-intensity-discharge LGT lighting device is $\eta = (\text{effectiveness of converter part}) \times (\text{effectiveness of an inverter part})$.

Each effectiveness needed to be raised in order to gather a next door and overall efficiency η . For example, the causes of the maximum of effectiveness aggravation of a pressure-lowering mold chopper are the switching loss of the transistor TR5 for switching, and a fly wheel diode D5, the iron loss of a choke coil CH, and copper loss. These loss cannot be made into zero. Moreover, it is by carrying out for there to be many components and to attain miniaturization and low-pricing, and the conventional high-intensity-discharge LGT lighting device mentioned above is [**** or] quite **.

[0007] When carrying out high frequency lighting of the metal halide lamp, in the case of 300kHz or less, a lamp current serves as [the oscillation frequency of Inverter INV] a lifting and unstable actuation in going out according to an acoustical mesomeric effect. In the inverter of a full bridge method, by constraint of the switching speed of a switching element etc., a switching frequency is usually set to 400Hz or less, and a miniaturization of a transformer T2 cannot be desired.

[0008] However, since it was indispensable to have had a DC-DC converter for obtaining the direct-current high voltage as for the conventional high-intensity-discharge LGT lighting device mentioned above, it caused complication of circuitry, and enlargement and had the trouble of becoming expensive.

[0009] Then, this invention aims at offering the easy and cheap high-intensity-discharge LGT lighting device of circuitry which does not use a DC-DC converter.

[0010]

[Means for Solving the Problem] This invention offers the high-intensity-discharge LGT lighting device described below for the technical-problem solution mentioned above. That is, it is a high-intensity-discharge LGT lighting device containing the high-intensity-discharge LGT which serves as DC power supplies, such as AC Rhine voltage commutation smoothing circuit and a dc-battery, and a voltage resonance mold inverter with the power switching element of one stone from a metal halide lamp, and said voltage resonance mold inverter is a circuit which switches and outputs said DC power supply. Said high-intensity-discharge LGT has a pair of electrode which separates distance and opposes in tubing which enclosed gas, and it is the electric-discharge lamp which emits light by said a pair of inter-electrode discharge, it has two different electrical-potential-difference values of the trigger electrical potential difference which makes said a pair of electrode generate discharge, and the discharge sustaining voltage which maintains discharge after a trigger, and said electrode is connected to the output of said voltage resonance mold inverter. And it has a detection means to detect the lamp current of this metal halide lamp, and the more the current which this detection means detected is small, the more an oscillation frequency control means of an inverter to set up intermittent spacing of said power switching device for a long time is provided.

[0011]

[Function] The high-intensity-discharge LGT lighting device concerning this invention has set the switching frequency of an inverter as 300kHz or more, in order to avoid an acoustical mesomeric effect. Effectiveness is high because of a voltage resonance mold. Moreover, even if there is no special bootstrap circuit by setting up the number of turns of a transformer immediately after power-source ON so that an inverter output may be set to 1kV or more, it is characterized by glow discharge occurring. By using a RF pulse, it compares with the starting pulse of low frequency, and is pulse amplitude Abbreviation 1/3 -1/5 It can reduce.

[0012]

[Example] One example of this invention is explained to a detail using a drawing. Drawing 1 is the circuit diagram showing the high-intensity-discharge LGT lighting device of this invention. In drawing 1, T1 is the pressure-up transformer equipped with primary-coil Np of a voltage resonance mold

inverter, secondary-coil Ns, and a feedback coil Nf. IC1 is a control circuit for voltage resonance mold switching power supplies, and consists of an integrated circuit. Q1 is a power switching device (POWERMOSFET). Resistance R2 is resistance for starting, if a power source turns on, a power source will be supplied to the control circuit IC 1 for resonance mold switching power supplies by this resistance R2 for starting, and this will operate. This control circuit IC 1 for resonance mold switching power supplies includes the reference voltage generating circuit SVG which generates a voltage controlled oscillator VCO, a one-shot multivibrator MB, the pulse-frequency-modulation machine PFM, Driver DB, the error amplifier OPA, and the reference voltage Vref of 5 volts.

[0013] The bridge rectifier REC which becomes a serial from the power switching device Q1 and four diodes to the primary coil Np of the pressure-up transformer T1 is connected, and an AC power is connected to a bridge rectifier REC. Moreover, HID lamp L, a choke coil L1, and the resistance RD for current detection are connected to the secondary coil Ns of the pressure-up transformer T1 at the serial.

[0014] In order to have carried out constant current control of the discharge current of a metal halide lamp conventionally, it was carrying out by carrying out adjustable [of the supply voltage of a full bridge method inverter, i.e., the output voltage of a pressure-lowering chopper,] according to the value of the discharge current, but as shown also in the circuit diagram shown in drawing 1, in this invention, HID lamp L is directly driven with the voltage resonance mold inverter.

[0015] Next, example actuation of this invention is explained. Since HID lamp L does not light up and the current is not flowing to this at the beginning when the AC power was supplied to the bridge rectifier REC, the electrical potential difference of the both ends of the resistance RD for current detection is OV. When HID lamp L is on at the time of normal operation, an electrical potential difference occurs in the both ends of the resistance RD for current detection, and since ***** is [the electrical potential difference of the both ends of the resistance RD for current detection] zero in the present condition as it is rectified, and smooth [of this electrical potential difference] is carried out by diode D12 and the capacitor C11 and it is inputted into the control-input edge of IC for control, the electrical potential difference of a control-input edge is OV. If, as for the control circuit IC 1 for resonance mold switching power supplies, the electrical potential difference of a control-input edge becomes low, an oscillation frequency will fall. Conversely, if the electrical potential difference of a control-input edge becomes high, an oscillation frequency will perform the so-called pulse frequency modulation (PFM) which becomes high. Therefore, compared with the time of the stationary actuation in which the discharge current is flowing, the oscillation frequency of a voltage controlled oscillator VCO falls to HID lamp L. Therefore, rather than the time of stationary actuation, since the primary current of the pressure-up transformer T1 increases, the output voltage also becomes large. If the turn ratio of the pressure-up transformer T1 is chosen so that the output voltage may be set to 1kV or more, HID lamp L will start glow discharge. In order to make it shift to arc discharge steadily and to change into a lighting condition from glow discharge, it is necessary to impress the sustaining voltage (about 100 V) of HID lamp L twice [more than] the electrical potential difference of discharge to this but, and since there are few currents which flow HID lamp L at the time of glow discharge than the time of stationary actuation, its oscillation frequency of a voltage controlled oscillator VCO is also lower than the time of stationary actuation. Moreover, it is possible to set up the output voltage of the pressure-up transformer T1 more than 200V from a setup of an above-mentioned turn ratio.

[0016] A choke coil L1 is ballast inductor - with which HID lamp L shares the difference of the secondary output voltage of the pressure-up transformer T1, and discharge sustaining voltage since the electrical potential difference of these lamp both ends turns into discharge sustaining voltage (about 100 V) at the time of lighting. Even if it transposes a choke coil L1 to a capacitor, it is possible for actuation.

[0017] In order to carry out constant current control of the current which flows HID lamp L, a lamp current is detected by the detection resistance RD, and it is carried out by connecting to the control-input edge of the control circuit IC 1 for resonance mold switching power supplies rectification and the direct current voltage which carried out smooth by D12 and C11. That is, if a lamp current increases by a certain cause, the electrical potential difference of the both ends of the detection resistance RD will rise.

Therefore, the output voltage of the error amplifier OPA of the control circuit IC 1 for resonance mold switching power supplies rises. Therefore, the oscillation frequency of a voltage controlled oscillator VCO rises, and a lamp current decreases. Variable resistance VR 1 is a variable resistor for a lamp current setup. Capacitor Cs constitutes the primary inductance Lp and series resonant circuit of the pressure-up transformer T1, and makes a drain voltage waveform in case the power switching device Q1 is OFF the shape of a sine wave. R13 is the GaAs northern sea lion live resistance of the power switching device Q1, and D13 is an object for the stored charge drawing between the gate sources of the power switching device Q1. Diode D14 and a capacitor C12 constitute the rectifier for current supply of the control circuit IC 1 for resonance mold switching power supplies.

[0018] Actuation of the control circuit IC 1 for resonance mold switching power supplies is explained in detail using drawing 1 and drawing 2. If the discharge current (lamp current) of HID lamp L increases by a certain cause, the output of the error amplifier OPA will rise and the oscillation frequency of a voltage controlled oscillator VCO will become high. In falling of the output of a voltage controlled oscillator VCO, the single shot of a one-shot multivibrator MB is set, and is set to the output being high-level. Resistance R18 and a capacitor C16 are the objects for the output pulse width-of-face decision of single shot, and keep the output of single shot high-level between the time amount Toff which becomes settled in the time constant. In consideration of fluctuation of the resonance frequency by the variation and the temperature change of the primary inductance Lp, the capacitor Cs for voltage resonance, etc. of the pressure-up transformer T1, Toff is set up so that voltage resonance actuation may be satisfied. That is, Toff performs pulse frequency control to which the oscillation frequency (= switching frequency) of a voltage controlled oscillator VCO is changed, while it has been fixed.

[0019] A capacitor C14 and resistance R14 are for the oscillation frequency decision of a voltage controlled oscillator VCO. R16 and R17 are for the DC biases of the 1 input edge of the error amplifier OPA, and R15 and C15 are for the phase corrections of the error amplifier OPA. D11 and C17 are the components for rectification smooth [of AC Rhine electrical potential difference].

[0020] Since the lamp current is not flowing at the time of power-source ON in the case of the voltage resonance form inverter, the electrical potential difference of the control-input edge of the control circuit IC 1 for resonance mold switching power supplies is 0V, and an oscillation frequency is in the lowest condition. Therefore, to the pressure-up transformer T1 and the power switching device Q1, a bigger current than the time of stationary actuation flows, the increment in the current stress of the power switching device Q1 is stationary, and it also becomes the cause of a dependability fall. Drawing 3 is the circuit diagram of the 2nd example of this invention which canceled such un-arranging. In drawing 3, SSC shows a soft start control circuit. In addition, in drawing 3, the same sign is given to the same part as drawing 1, and the explanation is omitted.

[0021] Next, actuation of the 2nd example of this invention is explained. In drawing 4, if an AC power is turned on, Capacitor Csoft will be charged by Resistance Rsoft and terminal voltage will rise. Capacitor Csoft is connected to the soft start control circuit SSC. The output of the soft start control circuit SSC is high-level immediately after power-source ON. Since the output is connected to the control-input edge of a voltage controlled oscillator VCO, the oscillation output of a voltage controlled oscillator VCO becomes higher than the time of stationary actuation. Since the output of the soft start control circuit SSC is constituted so that it may fall as the terminal voltage of Capacitor Csoft rises, if the oscillation frequency of a voltage controlled oscillator VCO falls gradually and the terminal voltage of Capacitor Csoft turns into below the threshold electrical potential difference Vth, an output will be in an open condition and control of a voltage controlled oscillator VCO will be performed by only the output of the error amplifier OPA. That is, since the oscillation frequency of a voltage controlled oscillator VCO will operate from a frequency higher than the time of stationary actuation if a power source is turned on, the current stress of the pressure-up transformer T1 and the power switching device Q1 is stopped low.

[0022] Drawing 4 is the circuit diagram showing the 3rd example of this invention. This example is the drive circuit of the metal halide lamp for general lighting which omitted the transformer for pressure ups. In this drawing, Q2 is a power switching device and is FET. The capacitor by which Cs was

connected to the outgoing end of the power switching device Q2, the resistance for current detection whose CH11 and CH12 detect the current on which a choke coil and C50 flow a capacitor and RD flows a metal halide lamp L, and VDC are DC power supplies. In addition, IC1 is a control circuit for resonance mold switching power supplies, since it has the same configuration as what is shown in drawing 1 , while omitting explanation of a detailed configuration and an operation, the same sign is given to the same part as the components shown in the circuit diagram of drawing 1 , and detailed explanation of the whole example circuit is omitted.

[0023] IF ON duty ratio D of the power switching device Q2 becomes large in the case of semi- Class E inverter as shown in drawing 4 , it is the drain electrical potential difference V_{dsmax} at the time of OFF of the power switching device Q2. Becoming large is known. At for example, the time of D(duty) = 0.5 It is set to $V_{dsmax} = 3.6 * VDC$ and is at the time of D(duty) = 0.75.... What is necessary is just to set up D so that it may be set to $V_{dsmax} \geq 1000V$ in order to cause glow discharge, since it is set to $V_{dsmax} = 7.1 * VDC$.

[0024] It is known that the voltage gain MA of semi- Class E inverter (VO/Vdc) is as follows. At the time of $D = 0.5$ At the time of $MA = 0.72D = 0.75$, if $MA = 1.29VO$ sets up D so that it may become twice (about 200 V) discharge sustaining voltage, it will shift to glow discharge. Namely, what is necessary is just to set up D so that it may be set to $VO = VDC * MA = 200V$.

[0025] Drawing 5 is the circuit diagram showing the 4th example of this invention. Although the example circuit shown in drawing 5 is the almost same circuit as the 1st example shown in drawing 1 , it has formed the current transformer T2 as a means to detect the current which flows a metal halide lamp L. As this current detection means, power loss can be decreased compared with the approach of using resistance.

[0026] The above-mentioned current transformer T2 connects to the control-input edge of the control circuit IC 1 for resonance mold switching power supplies the direct current voltage which set the turn ratio to 1:N and carried out rectification smooth [of the secondary voltage by which the pressure up was carried out] by diode D12 and the capacitor C11 through the variable resistor VR 1 for a lamp current setup. R50 is resistance for reset of the current transformer T2.

[0027] Drawing 6 is the circuit diagram showing the 5th example of this invention. The example circuit shown in drawing 5 is the almost same circuit as said 4th example and the 1st example similarly shown in drawing 1 , and attaches the bootstrap circuit which impresses a power source to the control circuit IC 1 for resonance mold switching power supplies only at the time of starting. As for the transistor for control, and ZD, in drawing 6 , zener diode, and R61 and R62 is [Q3] resistance. In addition, IC1 is a control circuit for resonance mold switching power supplies, since it has the same configuration as what is shown in drawing 1 , while omitting explanation of a detailed configuration and an operation, the same sign is given to the same part as the components shown in the circuit diagram of drawing 1 , and detailed explanation of the whole example circuit is omitted.

[0028] Next, the main actuation of the 5th example of this invention is explained. The zener voltage of zener diode ZD is set up so that it may become (starting starting potential of control circuit IC 1 for resonance mold switching power supplies) + (V_{be} of the transistor Q3 for control) (V_{be} is about 0.7 volts). If a power source turns on, the transistor Q3 for control is turned on. The emitter electrical potential difference Since it becomes the starting voltage of the control circuit IC 1 for resonance mold switching power supplies, this control circuit IC1 actuation for resonance mold switching power supplies is started. So that the power switching device Q1 may start switching operation and the direct current voltage which carried out rectification smooth [of the electrical potential difference generated in the control winding Nf] by diode D14 and the capacitor C12 may become more than the zener voltage of zener diode ZD If the number of turns of a control winding are set up, the transistor Q3 for control will be turned off and the electric power supply to the control circuit IC 1 for resonance mold switching power supplies will be performed from a control winding Nf. Therefore, the power loss of the whole bootstrap circuit can be reduced rather than the approach by the starting resistance R2 in drawing 1 .

[0029]

[Effect of the Invention] According to this invention, by using the voltage resonance mold inverter

which consists of a power switching device of a stone, the number of power switches can be reduced to a piece, and effectiveness also improves. As a starting pulse, by using an inverter output, a special bootstrap circuit can become unnecessary and can reduce components mark sharply. As a starting method, by using a RF pulse, it compares with the conventional low frequency starting pulse, and is pulse amplitude $1/5 - 1/7$ It can reduce. Since the commercial voltage resonance mold control IC can be used, components mark can be lessened and it can miniaturize.

[Translation done.]

*** NOTICES ***

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

- [Drawing 1] It is the circuit diagram of the 1st example of this invention.
[Drawing 2] It is a wave form chart for explaining actuation of the 1st example of this invention.
[Drawing 3] It is the circuit diagram of the 2nd example of this invention.
[Drawing 4] It is the circuit diagram of the 3rd example of this invention.
[Drawing 5] It is the circuit diagram of the 4th example of this invention.
[Drawing 6] It is the circuit diagram of the 5th example of this invention.
[Drawing 7] It is the circuit diagram showing the conventional example.

[Description of Notations]

- 1 Transformer
2 Transformer
AC Commercial alternating current power source
DRC Voltage doubler rectifier circuit
CHC Pressure-lowering chopper circuit
INV Inverter
C1-C50 .. Capacitor
D1-D14 .. Diode
TR1-TR4 .. Switching transistor
L HID lamp
TM Timer circuit
OSC Oscillator circuit
PG Starting pulse generating circuit
DCC Drive circuit
CONT ... Control circuit
APS Auxiliary switching power supply
R1 Lamp current detection resistance
R2 Resistance for starting
T1 Pressure-up transformer
T2 Current transformer
Np Primary coil
Ns Secondary coil
Nf Feedback coil
IC1 Control circuit for resonance mold switching power supplies
Q1 Power switching device
Q2 Power switching device
Q3 Transistor for control
MB One-shot multivibrator
VCO Voltage controlled oscillator

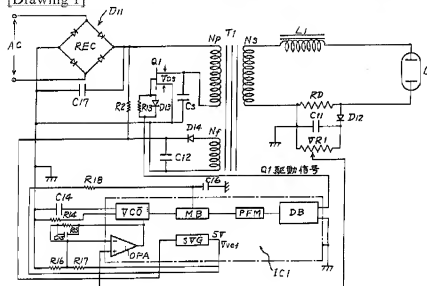
PFM Pulse-frequency-modulation machine
DB Driver
OPA Error amplifier
SVG Reference voltage generating circuit
REC Bridge rectifier
RD Resistance for current detection
L1 Choke coil
VR1 Variable resistance
SSC Soft start control circuit
Csoft Capacitor
Rsoft Resistance
Cs Capacitor
VR1 Variable resistor for a lamp current setup

[Translation done.]

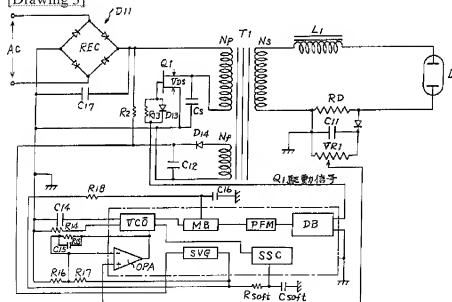
JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

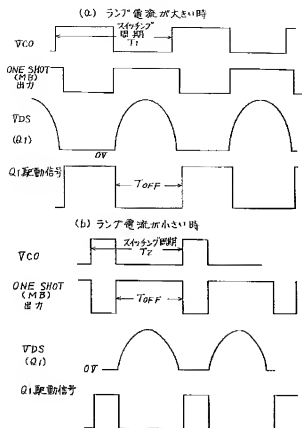
[Drawing 1]



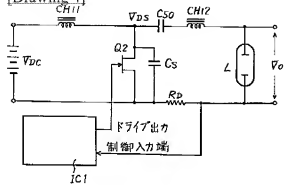
[Drawing 3]



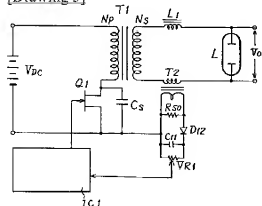
[Drawing 2]



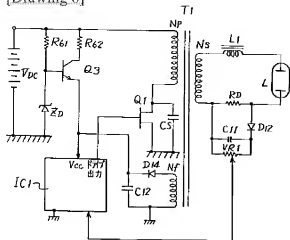
[Drawing 4]



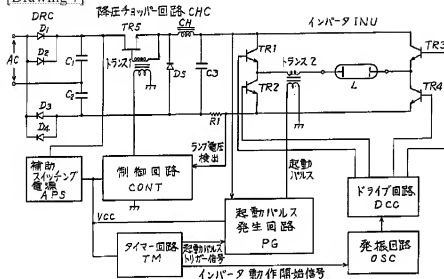
[Drawing 5]



[Drawing 6]



[Drawing 7]



[Translation done.]

1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 負荷にメタルハライドランプを有する電圧共振型インバータ装置を具備する高輝度放電灯点灯装置において、該インバータに直流電源を供給する電源部と、該インバータに供給された直流電源を間欠せしめてメタルハライドランプに高周波電圧を印加せしめるパワースイッチ素子と、該メタルハライドランプのランプ電流を検出する検出手段と、前記検出手段が検出した電流が小さければ小さい程前記パワースイッチ素子の間欠間隔を長く設定する、インバータの発振周波数制御手段と、を具備することを特徴とする高輝度放電灯点灯装置。

【請求項2】 上記電源部は入力交流電源を昇圧整流する整流回路であることを特徴とする請求項1に記載の高輝度放電灯点灯装置。

【請求項3】 上記電源部は直流バッテリーであることを特徴とする請求項1に記載の高輝度放電灯点灯装置。

【請求項4】 上記パワースイッチ素子は1個の半導体機能素子からなることを特徴とする請求項1に記載の高輝度放電灯点灯装置。

【請求項5】 上記メタルハライドランプのランプ電流を検出する検出手段は、流れる電流を変圧器によりビックアップする検出手段であることを特徴とする請求項1に記載の高輝度放電灯点灯装置。

【請求項6】 上記メタルハライドランプのランプ電流を検出する検出手段は、流れる電流を抵抗器によりビックアップする検出手段であることを特徴とする請求項1に記載の高輝度放電灯点灯装置。

【請求項7】 電源投入時に、該メタルハライドランプのランプ電流を検出する検出手段が検出するランプ電流信号をなす時定数回路を、該メタルハライドランプのランプ電流を検出する検出手段とインバータの発振周波数制御手段との間に設けたことを特徴とする請求項1に記載の高輝度放電灯点灯装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、高輝度の放電灯を点灯させる高輝度放電灯点灯装置に関し、特に液晶ビデオプロジェクター、オーバーヘッドプロジェクター、一般照明等に用いられているショートアークタイプのメタルハライドランプを点灯させる高輝度放電灯点灯装置に関する。

【0002】

【従来技術】 液晶プロジェクターでは、光源からの光を効率よく集め、且つ、質の高い平行光として、液晶パネルへ照射する必要があるため、発光管の寸法をできるだけ小さくする必要上、いわゆるショートアークタイプのメタルハライドランプが使用される。ショートアークタイプのメタルハライドランプは、電極間距離が短いので内部補導等の始動補助手段が取れないためにランプを始

2

動、再始動させる際には通常のメタルハライドランプ（以下HIDと称する）に比べて、高圧の始動パルスが必要とする。

【0003】 図7は、HIDランプ用として使用されているスイッチング電源型の回路図を示す。図7において商用交流電源ACを、ダイオードD1～D4とコンデンサC1、C2を含む倍電圧整流回路DRCにて直流、昇圧化し、その出力は、トランス1とダイオードD5とコンデンサC3を含む降圧チョッパ回路CHCに印加される。降圧チョッパ回路CHCには、その負荷としてフルブリッジ方式のインバータINVが接続されている。なお、TR1～TR4はインバータINVを構成するスイッチングトランジスタである。インバータI、トランス2の2次コイルとHIDランプLが直列接続されている。

【0004】 該HIDランプLを点灯させるために、図7に示す回路全体に電源を印加すると、タイマー回路TMが動作し、起動パルス発生回路PGに100Hzの起動パルストリガー信号を出力する。起動パルス発生回路PGは約5秒間起動パルスを出力し、該起動パルスはトランス2で3～5KVに昇圧される。さらにタイマー回路TMは発振回路OSCにインバータ動作開始信号を出力し、これにより発振回路OSCが動作し、この出力はドライバ回路DCCを動作させ、結局はインバータINVを動作させる。

【0005】 インバータINVが動作すると、HIDランプLがグロー放電からアーク放電に移行して、点灯状態となる。HIDランプLを流れる電流を定電流制御するに、インバータINVの電流、すなわちランプ電流をランプ電流検出抵抗R1により検出し、これを制御回路CONTに入力し、該制御回路CONTからは降圧チョッパ回路CHCの制御入力端であるトランス1の1次側に、ランプ電流が増加しようとするればこれを抑えるように、またランプ電流が減少しようとするときこれを増加させるような信号を加え、インバータINVを定電流制御する事により行なわれる。すなわち何等かの原因でランプ電流が増えたとランプ電流検出抵抗の両端の電圧が増加する。従ってチョッパ回路のPWM動作によりチョッパの出力電圧は低下し、定電流動作が保たれる。

【0006】

【発明が解決しようとする問題点】 上記のような従来のインバータ装置を含む高輝度放電灯点灯装置の電力変換効率には限界があることが知られている。なぜならば、高輝度放電灯点灯装置の総合効率 η は、 $\eta = (\text{コンバータ部分の効率}) \times (\text{インバータ部分の効率})$ となり、総合効率 η を上げるためには、それぞれの効率を高める必要があった。例えば、降圧型チョッパの効率悪化の最大原因は、スイッチング用トランジスタR

3

5、フライホイールダイオードD5のスイッチング損失、チョークコイルCHの鉄損、銅損である。これらの損失をゼロにすることはできない。また、上述した従来の高輝度放電灯点灯装置は部品数も多く、小型化、低価格を図ることがかなりむづかしい。

【0007】メタルハライドランプを高周波点灯する場合音響的共鳴効果により、インバータINVの発振周波数が、300KHz以下の場合、ランプ電流が立ち消えを起こし、不安定な動作となる。フルブリッジ方式のインバータでは、スイッチング素子のスイッチングスピード等の制約により、スイッチング周波数は通常400Hz以下になり、トランスT2の小型化は望めない。

【0008】しかしながら、上述した従来の高輝度放電灯点灯装置は直流高電圧を得るためのDC-DCコンバータを備える事が必須であったため、回路構成の複雑化、大型化を招き、高価になるといふ問題があった。

【0009】そこで本発明は、DC-DCコンバータを使用しない回路構成の簡単な安価な高輝度放電灯点灯装置を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】 上述した課題解決のため、本発明は次に述べる高輝度放電灯点灯装置を提供する。すなわち、ACライン電圧整流平滑回路やバッテリーなどのDC電源と、1石のパワースwitching素子を持つ電圧共振型インバータと、メタルハライドランプからなる高輝度放電灯を含む高輝度放電灯点灯装置であって、前記電圧共振型インバータは前記直流電源をスイッチングして出力する回路である。前記高輝度放電灯は、ガスを封入した管内に距離を隔てて対抗する対の電極を有し、前記対の電極間の放電により光を発する放電灯であって、前記対の電極に放電を発生させるトリガー電圧と、トリガー後に放電を維持する放電維持電圧との2つの異なる電圧値を有し、前記電極が前記電圧共振型インバータの出力に接続されている。そして、該メタルハライドランプのランプ電流を検出する検出手段を備え、この検出手段が検出した電流が小さければ小さい程前記パワースwitch素子の開閉間隔を長く設定するインバータの発振周波数制御手段を具備している。

【0011】

【作用】 本発明に係る高輝度放電灯点灯装置は、音響的共鳴効果を避けるために、インバータのスイッチング周波数を300KHz以上に設定している。電圧共振型のため効率は高い。また電源オン直後に、インバータの出力が1KV以上になる様にトランスの巻数を設定する事により特別な起動回路がなくても、グロー放電が発生する事を特徴とする。高周波パルスを用いることにより、低周波の起動パルスに比べてパルス振巾を約1/3～1/5に減らすことができる。

【0012】

【実施例】 本発明の一実施例を図面を用いて詳細に説明

4

する。図1は本発明の高輝度放電灯点灯装置を示す回路図である。図1において、T1は電圧共振型インバータの一次コイルNp、二次コイルNs、帰還コイルNfを備えた昇圧トランスである。IC1は、電圧共振型スイッチング電源用制御回路であり、集積回路からなる。Q1はパワースwitch素子（POWER MOSFET）である。抵抗R2は起動用抵抗で、電圧がオンすると該起動用抵抗R2により共振型スイッチング電源用制御回路IC1に電圧が供給され、これが動作する。この共振型スイッチング電源用制御回路IC1は、電圧制御発振器VCO、ワンショットマルチバイブレータMB、パルス周波数変調器PFM、ドライバDB、エラーアンプOPA、5ボルトの基準電圧Vrefを発生する基準電圧発生回路SVGを含む。

【0013】 昇圧トランスT1の一次コイルNpに対して直列にパワースwitch素子Q1と4個のダイオードからなるブリッジ整流器RECが接続され、ブリッジ整流器RECにはAC電源が接続される。また昇圧トランスT1の二次コイルNsには、HIDランプLとチョークコイルL1と電流検出用抵抗RDが直列に接続されている。

【0014】 従来メタルハライドランプの放電電流を定電流制御するには、フルブリッジ方式インバータの電源電圧、すなわち降圧チョッパーの出力電圧を放電電流の値に応じて可変することにより行っていたが、図1に示す回路図からもわかるように、本発明では、電圧共振型インバータにより、HIDランプLを直接ドライブしている。

【0015】 次に本発明の実施例動作を説明する。ブリッジ整流器RECにAC電源が投入された当初はHIDランプLが点灯せず、これには電流が流れていないので電流検出用抵抗RDの両端の電圧は0Vである。通常動作時においてHIDランプLが点灯しているとき電流検出用抵抗RDの両端には電圧が発生し、この電圧は、ダイオードD12、コンデンサC11により、整流、平滑され、制御用ICの制御入力端に入力されるようになっているが、現状では電流検出用抵抗RDの両端の電圧が零であるので、制御入力端の電圧は0Vである。共振型スイッチング電源用制御回路IC1は、制御入力端の電圧が低くなる、発振周波数は低下する。逆に制御入力端の電圧が高くなる、発振周波数は高くなる、いわゆるパルス周波数変調（PFM）を行う。従って、HIDランプLに放電電流が流れている定常動作時に比べて電圧制御発振器VCOの発振周波数は低下する。従って、定常動作時よりも、昇圧トランスT1の一次電流は増えるので、その出力電圧も大きくなる。昇圧トランスT1の巻数比を、その出力電圧が、1KV以上になる様に選べば、HIDランプLはグロー放電を開始する。グロー放電から、アーク放電に到着し移行させ点灯状態にするには、HIDランプLの放電維持電圧（約100V）の

5

2倍以上の電圧をこれに印加する必要があるが、グロー放電時には、HIDランプLを流れる電流は定常動作時よりも少ないので、電圧制御発振器VCOの発振周波数も定常動作時より低い。また上述の巻数比の設定から、昇圧トランスT1の出力電圧を200V以上に設定するのは可能である。

【0016】チョークコイルL1は、HIDランプLが点灯時に該ランプ両端の電圧は放電維持電圧(約100V)になるので昇圧トランスT1の二次側の出力電圧と放電維持電圧の差を分担するバラストインダクターである。チョークコイルL1はコンデンサに置き換えても、動作は可能である。

【0017】HIDランプLを流れる電流を定電流制御するには、ランプ電流を検出抵抗RDで検出し、D12、C11で整流、平滑した直流電圧を共振型スイッチング電源用制御回路IC1の制御入力端に接続する事により行われる。すなわち何等かの原因でランプ電流が増加すると、検出抵抗RDの両端の電圧は上昇する。従って、共振型スイッチング電源用制御回路IC1のエラーアンプOPAの出力電圧は上昇する。従って電圧制御発振器VCOの発振周波数は上昇し、ランプ電流は減少する。可変抵抗VR1はランプ電流設定用の可変抵抗器である。コンデンサCsは昇圧トランスT1の1次インダクタンスLpと直列共振回路を構成し、パワースイッチ素子Q1がオフ時のドレイン電圧波形を正弦波状にする。R13は、パワースイッチ素子Q1のゲートドライブ抵抗、D13はパワースイッチ素子Q1のゲート・ソース間の蓄積電荷引き抜き用である。ダイオードD14、コンデンサC12は共振型スイッチング電源用制御回路IC1の電源供給用整流器を構成する。

【0018】共振型スイッチング電源用制御回路IC1の動作を図1及び図2を用いて、詳しく説明する。HIDランプLの放電電流(ランプ電流)が、何等かの原因で増加すると、エラーアンプOPAの出力は上昇し、電圧制御発振器VCOの発振周波数は高くなる。電圧制御発振器VCOの出力の立ち下がり、で、ワンショットマルチバイブレータMBのワンショットはセットされ、その出力はハイレベルとなる。抵抗R18とコンデンサC16はワンショットの出力パルス幅決定用で、その時定数で定まる時間Toffの間、ワンショットの出力を、ハイレベルに保つ。Toffは、昇圧トランスT1の1次インダクタンスLp、電圧共振用コンデンサCs等のパラツキや温度変化による共振周波数の変動を考慮して、電圧共振動作が満足されるように設定する。すなわち、Toffは一定のまま、電圧制御発振器VCOの発振周波数(=スイッチング周波数)を変化させるパルス周波数制御を行う。

【0019】コンデンサC14、抵抗R14は電圧制御発振器VCOの発振周波数決定用のものである。R16、R17はエラーアンプOPAの入力端のDCバイ

6

アス用のものであり、R15、C15はエラーアンプOPAの位相補正用のものである。D11、C17はACライン電圧の整流平滑用の素子である。

【0020】電圧共振型インバータの場合、電源オンの時には、ランプ電流が流れていないので、共振型スイッチング電源用制御回路IC1の制御入力端の電圧は0Vであり、発振周波数は最も低い状態である。従って、昇圧トランスT1、パワースイッチ素子Q1には、定常動作時よりも大きな電流が流れ、パワースイッチ素子Q1の電流ストレスの増加を招き、信頼性低下の原因にもなる。図3はこのような不都合を解消した本発明の第2の実施例の回路図である。図3において、SSCはソフトスタート制御回路を示す。なお、図3において、図1と同一部分には同一の符号を付し、その説明は省略する。

【0021】次に本発明の第2の実施例の動作を説明する。図4において、AC電源がオンされると、コンデンサCsoftは、抵抗Rsoftにより充電され、端子電圧は上昇する。コンデンサCsoftは、ソフトスタート制御回路SSCに接続されている。ソフトスタート制御回路SSCの出力は電源オン直後はハイレベルになっている。その出力は、電圧制御発振器VCOの制御入力端に接続されているので、電圧制御発振器VCOの発振周波数は定常動作時よりも高くなる。コンデンサCsoftの端子電圧が上昇するに従ってソフトスタート制御回路SSCの出力は低下するように構成されているので、電圧制御発振器VCOの発振周波数は徐々に低下し、コンデンサCsoftの端子電圧がスレッシュホールド電圧Vth以下になると、出力は開放状態になり、電圧制御発振器VCOの制御はエラーアンプOPAの出力のみにより行われる。

すなわち、電源がオンされると電圧制御発振器VCOの発振周波数は定常動作時より高い周波数から動作するので、昇圧トランスT1、パワースイッチ素子Q1の電流ストレスは低く抑えられる。

【0022】図4は本発明の第3の実施例を示す回路図である。この実施例は、昇圧用のトランスを省略した一般照明用のメタルハライドランプの駆動回路である。同図において、Q2はパワースイッチ素子であり、FETである。Csはパワースイッチ素子Q2の出力端に接続されたコンデンサ、CH11、CH12はチョークコイル、C50はコンデンサ、RDはメタルハライドランプLを流れる電流を検出する電流検出用抵抗、VDCは直流電源である。なお、IC1は共振型スイッチング電源用制御回路であり、図1に示すものと同様な構成を有するので、詳細な構成と作用の説明を省略するとともに、図1の回路図に示す部品と同一部分には同一符号を付し、また実施例回路全体の詳細な説明は省略する。

【0023】図4に示すような準E級インバータの場合、パワースイッチ素子Q2のオン・オフ比Dが大きくなると、パワースイッチ素子Q2のオフ時のドレイン電圧Vdsmaxは大きくなることが知られている。例え

7

ば、D (デューティ) = 0.5 の時・・・Vdmax = 3.6 * VDC となり、D (デューティ) = 0.75 の時・・・Vdmax = 7.1 * VDC となるので、グロー放電を起こすには、
Vdmax ≥ 1000V

となるようにDを設定すればよい。

【0024】準E級インバータの電圧利得MA (VO/Vdc) は、以下になることが知られている。

D = 0.5 の時、MA = 0.72

D = 0.75 の時、MA = 1.29

VOが、放電維持電圧の2倍 (約200V) になるようにDを設定すればグロー放電に移行する。すなわち、V O = VDC * MA = 200V となるようにDを設定すればよい。

【0025】図5は本発明の第4実施例を示す回路図である。図5に示す実施例回路は、図1に示す第1の実施例とほぼ同様な回路であるが、メタルハライドランプLを流れる電流を検出する手段として、カレントトランスT2を設けている。この電流検出手段として、抵抗を使用する方法に比べて、電力損失を減少させることができる。

【0026】上記カレントトランスT2は巻数比を1:Nとし、昇圧された二次電圧をダイオードD12、コンデンサC11で整流平滑した直流電圧を、ランプ電流設定用の可変抵抗器VR1を介して共振型スイッチング電源用制御回路IC1の制御入力端に接続する。R50はカレントトランスT2のリセット用の抵抗である。

【0027】図6は本発明の第5実施例を示す回路図である。図5に示す実施例回路は、前記第4実施例と同様、図1に示す第1の実施例とほぼ同様な回路であり、かつ起動時にのみ、共振型スイッチング電源用制御回路IC1に電源を印加する起動回路を付したものである。図6において、Q3は制御用トランジスタ、ZDはツェナーダイオード、R61、R62は抵抗である。なお、IC1は共振型スイッチング電源用制御回路であり、図1に示すものと同様な構成を有するので、詳細な構成と作用の説明を省略するとともに、図1の回路図に示す部品と同一部分には同一符号を付し、また実施例回路全体の詳細な説明は省略する。

【0028】次に本発明の第5実施例の主な動作を説明する。ツェナーダイオードZDのツェナー電圧を、(共振型スイッチング電源用制御回路IC1の起動開始電圧) + (制御用トランジスタQ3のVbe) となるように設定しておく (Vbeは約0.7ボルト)。電源がオンすると、制御用トランジスタQ3はオンし、そのエミッタ電圧は、共振型スイッチング電源用制御回路IC1の起動電圧になるので、該共振型スイッチング電源用制御回路IC1動作を開始し、パワースイッチ素子Q1はスイッチング動作を開始し、制御巻線Nfに発生した電圧をダイオードD14、コンデンサC12で整流平滑し

8

た直流電圧が、ツェナーダイオードZDのツェナー電圧以上になるように、制御巻線の巻数を設定すれば、制御用トランジスタQ3はオフし、共振型スイッチング電源用制御回路IC1への電力供給は制御巻線Nfから行なわれる。したがって、図1における起動抵抗R2による方法よりも起動回路全体の電力損失を低減できる。

【0029】

【発明の効果】本発明によれば、一石のパワースイッチ素子からなる電圧共振型インバータを用いる事により、パワースイッチの数を一個に減らす事ができ、効率も向上する。起動パルスとして、インバータ出力を利用する事により、特別な起動回路が不要となり、部品点数を大幅に減らす事ができる。起動方式として、高周波パルスを用いる事により、従来の低周波起動パルスに比べて、パルス振幅を1/5-1/7に減らす事ができる。市販の電圧共振型駆動ICを、使用できるので、部品点数を少なくでき小型化できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1実施例の回路図である。

【図2】本発明の第1実施例の動作を説明するための波形図である。

【図3】本発明の第2実施例の回路図である。

【図4】本発明の第3実施例の回路図である。

【図5】本発明の第4実施例の回路図である。

【図6】本発明の第5実施例の回路図である。

【図7】従来例を示す回路図である。

【符号の説明】

1・・・トランス

2・・・トランス

30 AC・・・商用交流電源

DRC・・・倍電圧整流回路

CHC・・・降圧チョッパ回路

INV・・・インバータ

C1～C50・・・コンデンサ

D1～D14・・・ダイオード

TR1～TR4・・・スイッチングトランジスタ

L・・・ヒドランプ

TM・・・タイマー回路

OSC・・・共振回路

40 PG・・・起動パルス発生回路

DCC・・・ドライブ回路

CONT・・・制御回路

APS・・・補助スイッチング電源

R1・・・ランプ電流検出抵抗

R2・・・起動用抵抗

T1・・・昇圧トランス

T2・・・カレントトランス

Np・・・一次コイル

Ns・・・二次コイル

Nf・・・帰還コイル

9

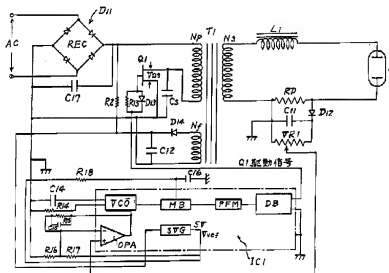
IC1・・・共振型スイッチング電源用制御回路
 Q1・・・パワースイッチ素子
 Q2・・・パワースイッチ素子
 Q3・・・制御用トランジスタ
 MB・・・ワンショットマルチバイブレータ
 VCO・・・電圧制御発振器
 PFM・・・パルス周波数変調器
 DB・・・ドライバ
 OPA・・・エラーアンプ
 SVG・・・基準電圧発生回路

10

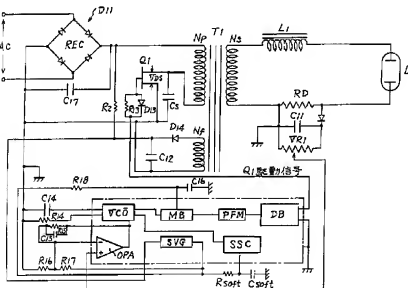
10

REC・・・ブリッジ整流器
 RD・・・電流検出用抵抗
 L1・・・チョークコイル
 VR1・・・可変抵抗
 SSC・・・ソフトスタート制御回路
 Csoft・・・コンデンサ
 Rsoft・・・抵抗
 Cs・・・コンデンサ
 VR1・・・ランプ電流設定用の可変抵抗器

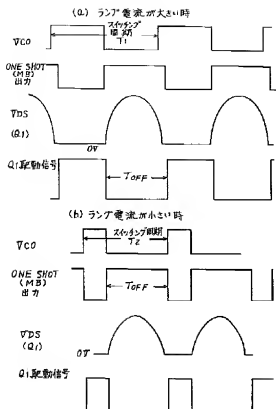
【図1】



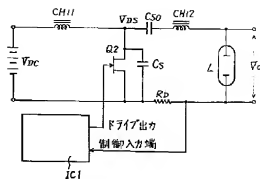
【図3】



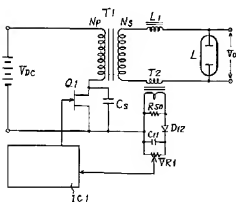
【図2】



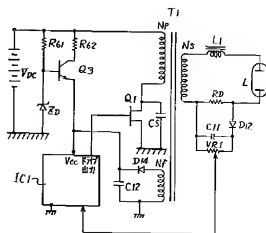
【図4】



【図5】



【図6】



【図7】

